

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-36451

(P2001-36451A)

(43)公開日 平成13年2月9日(2001.2.9)

(51)Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマコード(参考)

H 0 4 B 7/26

H 0 4 B 7/26

B 5 J 0 2 1

H 0 1 Q 3/26

H 0 1 Q 3/26

Z 5 K 0 2 2

H 0 4 B 1/707

H 0 4 J 13/00

D 5 K 0 6 7

審査請求 有 請求項の数6 O L (全 10 頁)

(21)出願番号

特願平11-203752

(22)出願日

平成11年7月16日(1999.7.16)

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72)発明者 佐藤 俊文

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

(74)代理人 100088328

弁理士 金田 暢之 (外2名)

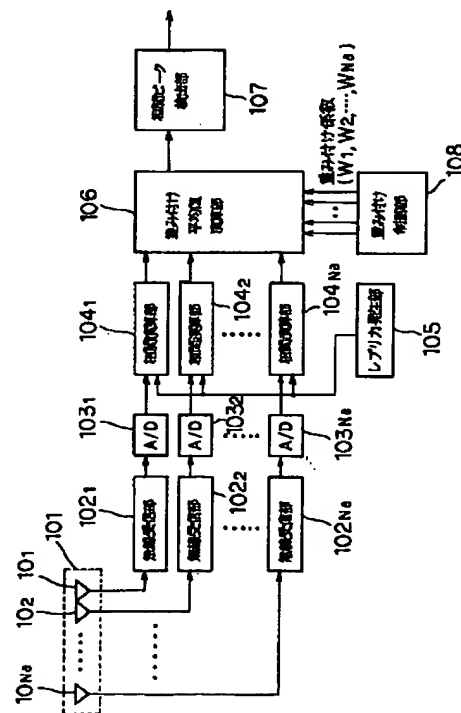
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 CDMAセルラシステムにおけるパスサーチ回路

(57)【要約】

【課題】 アダプティブアレイアンテナを用いたセルラシステムにおいて、アンテナ指向性が形成される前の低 E_b/I_o 下でもパスサーチを行う。

【解決手段】 アレイアンテナ101と、アンテナエレメント10₁~10_{N_a}毎の無線受信部102₁~102_{N_a}、A/D変換器103₁~103_{N_a}、受信側で既知の信号系列のレプリカ発生部105と、レプリカ信号とアンテナエレメント毎の相互相関信号を計算する相関演算部104₁~104_{N_a}と、アンテナエレメント毎の相関信号を重み付け平均する重み付け平均演算部106と、通信相手の移動端末の存在する可能性のある複数の方向に指向性をあわせるように重み付け係数を指定する重み付け制御部108、複数の方向の遅延プロファイルからピークを検出し、移動端末のラフな方向と受信タイミングを決定する相関ピーク検出部107で構成される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数のエレメントからなるアンテナ部と、

前記アンテナ部の各エレメントで受信された無線周波数信号を各々ベースバンド信号に周波数変換する複数の無線受信部と、

前記各ベースバンド信号をデジタルデータに変換している A/D 変換器と、

デジタルデータに変換された前記各ベースバンド信号と、受信側で既知の信号との相互相関をそれぞれ計算し

10 相関信号を出力する複数の相関演算部と、

前記相関演算部から出力された相関信号に対して、指示された重み付け係数に基づいて重み付け加算を行った後一定回数平均を行う重み付け平均値演算部と、

前記重み付け平均部から出力される遅延プロファイルである重み付け平均後相関信号の中から 1 つあるいは複数のピークを検出し、検出されたピークに対応する受信レベルおよび受信タイミングを受信パスの受信レベルおよび受信タイミングとして出力する相関ピーク検出部と、

20 前記重み付け係数を制御することにより、前記アンテナ部の指向性を定めていて、通信開始時には、通信相手の移動端末が存在するセクタを分割する複数のおおまかなアンテナ指向性が形成されるような複数の重み付け係数を発生させている重み付け制御部とから構成されている CDMA セルラシステムにおけるパスサーチ回路。

【請求項 2】 前記重み付け平均値演算部は、前記各相関演算部からの相関信号を一時的に記憶する第 1 のメモリと、

形成されるアンテナ指向性の数だけ設けられていて、前記重み付け加算後の相関信号の平均演算途中結果をアンテナ指向性毎に記憶する第 2 のメモリと、

30 前記第 1 のメモリから読み出された相関信号に、前記重み付け制御部により指示された重み付け係数を乗算して加算した後、得られた信号の電力値を求め、該電力値に基づいて前記第 2 のメモリに記憶されている平均演算途中結果を更新し、予め定められた一定回数だけ平均化処理を行い、得られた相関値の重み付け平均値を遅延プロファイルとしてを出力する演算手段とから構成される請求項 2 記載の CDMA セルラシステムにおけるパスサーチ回路。

【請求項 3】 前記重み付け平均値演算部は、前記重み付け後の相関信号を前記 A/D 変換器のサンプリング周波数より高い周波数でサンプリングし直すことによりサンプリングレートを上げる処理を行っているインタポレーションフィルタをさらに有する請求項 2 記載の CDMA セルラシステムにおけるパスサーチ回路。

【請求項 4】 前記重み付け制御部は、通信開始時には通信相手が存在する可能性のある複数の方向にアンテナ指向性を形成する重み付け係数の組み合わせを発生し、通信中は発生する組み合わせの数を通信開始時より減ら

す請求項 1 から 3 のいずれか 1 項記載の CDMA セルラシステムにおけるパスサーチ回路。

【請求項 5】 前記重み付け平均値演算部は、移動平均による方法により前記相関信号の電力値の平均化を行う請求項 1 から 4 のいずれか 1 項記載の CDMA セルラシステムにおけるパスサーチ回路。

【請求項 6】 前記重み付け平均値演算部は、忘却係数を用いて時間的に指数重み付け平均を行う方法により前記相関信号の電力値の平均化を行う請求項 1 から 4 のいずれか 1 項記載の CDMA セルラシステムにおけるパスサーチ回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直接拡散符号分割多元接続 (DS-CDMA) 方式を用いた自動車電話・携帯電話システム (セルラシステム) に関し、特にアダプティブアレイアンテナを備えた基地局装置におけるパスサーチ (パスタイミング検出) 回路に関する。

【0002】

【従来技術】従来のパスサーチ回路の一例が、特開平 10-32523 号公報「CDMA 受信装置の受信タイミング検出回路」に開示されている。この公報に記載された受信タイミング検出回路は下記の処理手順に従っている。

(1) 予め既知のパイロットシンボル系列を拡散した信号系列と受信信号の相互相関信号を求める。

(2) 相関演算量を増やさずに受信タイミングの検出精度を上げるために相互相関信号を内挿 (インタポレーション) し、サンプリング周期の短い相互相関信号を得る。

(3) 相互相関信号の電力値を求める。

(4) 相互相関信号の電力値を一定期間平均化する。

(5) 平均化された相互相関信号の電力値のピークを検出し、ピークが検出されたタイミングを CDMA 受信装置の受信タイミングとする。

【0003】また、相互相関信号を求める際、受信信号とパイロットシンボル系列を拡散した系列をメモリに記憶し、複数回タイミングをずらせながら読み出すことにより遅延をずらせた相互相関値 (相互相関信号) を求めることができる。

【0004】上記従来技術により、1 ビット当たりの信号エネルギー (E_b) と 1 Hz 当たりの干渉電力 (I_o) の比 (E_b/I_o) が低い場合でも安定した受信タイミングの検出 (パスサーチ) を行うことができる。さらに、インタポレーションにより相関演算量を増やさずに精度の高いタイミングを計算することもできる。

【0005】本発明の適用分野として、第 3 世代移動通信システムの、Wideband Code Division Multiple Access (W-CDMA) 方式が挙げられる。W-CDMA 方式はまだ実用化されていないが、その無線インタフェ

ースは規格化されつつある。(Specifications of Air-Interface for 3G Mobile Systems Volume 3, Ver.1.0 (-1.2), ARIB) W-CDMA方式では、各々の移動端末向けのチャネルの個別に既知のパイロットシンボルが付加されている。このパイロットシンボルおよび拡散符号系列は受信側で既知であるから、パスサーチを行う際の相関演算部の既知信号系列として用いることができる。

【0006】また、W-CDMA方式では将来通信容量を増加させるためアダプティブアレイアンテナ（あるいはスマートアンテナ）を導入することが想定されている。アダプティブアレイアンテナでは複数のアンテナエレメントを一定の間隔（例えば波長の1/2）で並べ、各アンテナエレメントの送信および受信信号の振幅および位相を制御することにより、通信相手の移動端末に最適なアンテナ指向性を形成し、同一周波数の多重アクセス干渉(Multiple Access Interference:MAI)を低減することを特徴としている。アダプティブアレイアンテナ（スマートアンテナ）については例えば“Smart Antenna Arrays for CDMA Systems” IEEE Personal Communications Vol.3 No.5、に記載されている。

【0007】上述した従来のパスサーチ回路は、アダプティブアレイアンテナを用いた無線基地局装置に適用されることは想定されておらず、1本のアンテナ（エレメント）毎に独立な処理となっている。そのため、従来のパスサーチ回路は、通常の1つのエレメントからなるアンテナのみを備えた無線基地局装置に対して適用された場合には、正しくパスサーチを行うことができるが、アダプティブアレイアンテナを用いた基地局装置に対して適用されると問題が発生する。

【0008】すなわち、アダプティブアレイアンテナを用いたCDMAセルラシステムの場合のように、指向性利得を得た後の信号の E_b/I_0 が要求品質となるように制御された場合、アンテナ1エレメント当たりの E_b/I_0 はそれよりも遙かに低い値となる。そのため、パスサーチが困難となるという問題が発生する。

【0009】 N_a エレメントのアダプティブアレイアンテナの場合、1エレメント当たりの E_b/I_0 に対して N_a エレメント合成後の E_b/I_0 は理想的には N_a 倍になる。したがって、W-CDMAシステムのように必要かつ十分な E_b/I_0 が受信機で得られるように送信電力を速い周期（0.625ms）で制御している場合には、アンテナエレメント当たりの E_b/I_0 がアダプティブアレイアンテナを使用しない場合に比較して1/ N_a の状態ではパスサーチを行わなければならない。

【0010】具体的に数字を挙げて説明すると、アンテナエレメント数 $N_a=8$ 、合成後の所要 $E_b/I_0=5$ dBとすると、理想的には1アンテナエレメント当たりの E_b/I_0 は8エレメント合成後の E_b/I_0 と比べ1/8（-9 dB）となるので、アンテナエレメント当たりの $E_b/I_0=-4$ dBで動作しなければならな

い。したがって、合成後の E_b/I_0 がアダプティブアレイアンテナを用いない従来と同一（すなわち受信品質が従来と同一）とすると、従来と比べ9 dB低い E_b/I_0 でパスサーチを動作させることになり、従来のパスサーチ回路では十分な品質を得ることはできなかった。さらに、等レベルのマルチパスが4パス存在するとすると、1パス当たりの $E_b/I_0=-10$ dBとなり、これは非常に厳しい条件であり、従来の方法では十分な精度でパスを検出することはできない。

10 【0011】また、CDMA方式ではパスの正しいタイミングを検出しない限り受信を行うことはできない。アダプティブアレイアンテナの指向性形成後、つまり各アンテナエレメントの受信信号に適正な重み付け係数を掛けて加算合成された後の信号を用いてパスサーチを行えば従来と同じ E_b/I_0 の信号を用いてパスサーチを行うことが可能である。しかし、パスサーチが正しくできなければ受信ができないので適正なアンテナ指向性を形成することができない。そして、適正なアンテナ指向性を形成することができなければ、正しいパスを検出することができない、という互いに依存する関係を有する。そのため、何かの擾乱で一旦パスタイミングあるいはアンテナ指向性が正しい値をとらなくなると、以降、自律的に正常な状態に戻ることができなくなる。

20 【0012】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来のパスサーチ回路は、アダプティブアレイアンテナ（スマートアンテナ）を用いた基地局装置に適用された場合に、下記のような問題点があった。

(1) アンテナ1エレメント当たりの E_b/I_0 が、単一エレメントのアンテナを用いた場合の E_b/I_0 よりも遙かに低い値となり、パスサーチが困難となる。

(2) 何かの擾乱で一旦パスタイミングあるいはアンテナ指向性が正しい値をとらなくなると、以降、自律的に正常な状態に戻ることができず、安定したパスサーチを行うことができない。

【0013】本発明の目的は、アダプティブアレイアンテナ（スマートアンテナ）を用いた基地局装置に対して適用された場合でも、安定したパスサーチを行うことができるパスサーチ回路を提供することである。

40 【0014】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明のパスサーチ回路は、複数のエレメントからなるアンテナ部と、前記アンテナ部の各エレメントで受信された無線周波数信号を各々ベースバンド信号に周波数変換する複数の無線受信部と、前記各ベースバンド信号をデジタルデータに変換しているA/D変換器と、デジタルデータに変換された前記各ベースバンド信号と、受信側で既知の信号との相互相関をそれぞれ計算し相関信号を出力する複数の相関演算部と、前記相関演算部から出力された相関信号に対して、指示された重み付け係

数に基づいて重み付け加算を行った後一定回数平均を行う重み付け平均値演算部と、前記重み付け平均部から出力される遅延プロファイルである重み付け平均後相関信号の中から1つあるいは複数のピークを検出し、検出されたピークに対応する受信レベルおよび受信タイミングを受信パスの受信レベルおよび受信タイミングとして出力する相関ピーク検出部と、前記重み付け係数を制御することにより、前記アンテナ部の指向性を定めていて、通信開始時には、通信相手の移動端末が存在するセクタを分割する複数のおおまかなアンテナ指向性が形成されるような複数の重み付け係数を発生させている重み付け制御部とから構成されている。

【0015】本発明では、重み付け制御部が重み付け係数を制御することにより、通信開始時に、通信相手の移動端末の存在する可能性のある複数の方向にアンテナ指向性が形成されるようにし、重み付け平均値演算部により、そのアンテナ指向性毎に遅延プロファイルを計算するようにし、相関ピーク検出部は計算された遅延プロファイルの中からピークを見つけるようにし、おおまかなアンテナ指向性制御とパスサーチを同時に行うようにしたものである。したがって、移動端末の方向が未知の通信開始段階でもアンテナゲインにより E_b/I_o が向上した信号を用いてパスサーチができ、パスサーチの精度を上げることができる。

【0016】また、アンテナ指向性制御とパスサーチを同時に行うため、従来のような、アンテナ指向性がはずれるとパスサーチもはずれ、受信が全く行えなくなり、アンテナ指向性を自律的に回復できなくなるというような不安定要素を排除することができる。

【0017】上記処理は、パスサーチを行う際にもっとも演算量のウェイトが大きい相関演算の演算量を増やすことなく行うことができる。また、アンテナエレメント毎の重み付け演算はサンプル数の比較的少ない相関信号に対して行えば良いため、複数のアンテナ指向性に対応した遅延プロファイルを同時に求めても、演算量の増加は少なく押さえることができるという効果がある。

【0018】また、本発明のパスサーチ回路では、前記重み付け平均値演算部は、前記各相関演算部からの相関信号を一時的に記憶する第1のメモリと、形成されるアンテナ指向性の数だけ設けられていて、前記重み付け加算後の相関信号の平均演算途中結果をアンテナ指向性毎に記憶する第2のメモリと、前記第1のメモリから読み出された相関信号に、前記重み付け制御部により指示された重み付け係数を乗算して加算した後、得られた信号の電力値を求め、該電力値に基づいて前記第2のメモリに記憶されている平均演算途中結果を更新し、予め定められた一定回数だけ平均化処理を行い、得られた相関値の重み付け平均値を遅延プロファイルとしてを出力する演算手段とから構成されている。

【0019】また、本発明のパスサーチ回路では、前記

重み付け平均値演算部は、前記重み付け後の相関信号を前記A/D変換器のサンプリング周波数より高い周波数でサンプリングし直すことによりサンプリングレートを上げる処理を行っているインタポレーションフィルタをさらに有するようにしてもよい。

【0020】本発明では、重み付け後の相関信号をインタポレーションフィルタに通すことにより、任意の精度でサンプリングし直した相関信号を得ることができ、遅延時間の精度を向上させることができる。

【0021】また、本発明のパスサーチ回路では、前記重み付け制御部は、通信開始時には通信相手が存在する可能性のある複数の方向にアンテナ指向性を形成する重み付け係数の組み合わせを発生し、通信中は発生する組み合わせの数を通信開始時より減らすようにしてもよい。

【0022】また、本発明のパスサーチ回路では、前記重み付け平均値演算部は、移動平均による方法または忘却係数を用いて時間的に指数重み付け平均を行う方法により前記相関信号の電力値の平均化を行う。

【0023】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

【0024】（第1の実施形態）図1は本発明の第1の実施形態のパスサーチ回路の構成を示すブロック図である。

【0025】図1を参照すると、本実施形態のパスサーチ回路は、半波長間隔で直線状に並べられた N_a 個のアンテナエレメント $10_1 \sim 10_{N_a}$ により構成されるアレイアンテナ 101 と、アンテナエレメント $10_1 \sim 10_{N_a}$ の各々に対応した N_a 個の無線受信部 $102_1 \sim 102_{N_a}$ と、A/D変換器 $103_1 \sim 103_{N_a}$ と、レプリカ発生部 105 と、 N_a 個の相互相関演算部 $104_1 \sim 104_{N_a}$ と、重み付け平均値演算部 106 と、相関ピーク検出部 107 と、重み付け制御部 108 とから構成される。

【0026】A/D変換器 $103_1 \sim 103_{N_a}$ は、無線受信部 $102_1 \sim 102_{N_a}$ により受信された各受信信号をデジタルデータに変換する。

【0027】レプリカ発生部 105 は、受信信号に含まれる既知の信号系列、例えばW-CDMAシステムにおけるパイロットシンボルを拡散した系列のレプリカを発生させる。

【0028】相互相関演算部 $104_1 \sim 104_{N_a}$ は、レプリカ発生部 105 により生成されたレプリカ信号と、A/D変換器 $103_1 \sim 103_{N_a}$ により生成されたデジタルデータとの相互相関（複素数値）をそれぞれ計算し N_a 個の相関信号として出力する。

【0029】重み付け平均値演算部 106 は、相互相関演算部 $104_1 \sim 104_{N_a}$ により出力された N_a 個の相関信号を、重み付け制御部 108 により指示された重み

付けに基づいて重み付け加算し、重み付け加算した後の信号の電力を一定期間にわたって平均化する。

【0030】次に、重み付け平均値演算部106の具体的な構成を、図2を参照して説明する。

【0031】図2を参照すると、重み付け平均値演算部106は、アンテナエレメント数(N_a)に対応したブロックを持ち、相互相関演算部104₁~104 _{N_a} により算出された N_a 個の相関値を格納しているメモリ201₁~201 _{N_a} と、メモリ201₁~201 _{N_a} から読み出された相関値に、重み付け制御部108により指示された重み付け係数 w_n をそれぞれ掛け算する掛け算器202₁~202 _{N_a} と、重み付けされた N_a 個の相関値どうしの加算を行う加算器203と、加算器203から出力された信号の電力(実数成分と虚数成分の各々の2乗の和)を計算する電力計算部204と、アンテナ指向性の数 N_b に対応したブロックを持ち遅延プロファイルの途中演算結果を記憶するメモリ207₁~207 _{N_b} と、メモリ207₁~207 _{N_b} の書き込みおよび読み出しをそれぞれ選択する選択部206、207と、遅延プロファイルを一定期間にわたって平均化する平均化部205とから構成されている。

【0032】また、掛け算器202₁~202 _{N_a} と、加算器203と、電力計算部204と、平均化部205と、選択部206、208とにより演算部が構成されている。

【0033】相関ピーク検出部107は、重み付け平均化された相関信号(アンテナ指向性毎の遅延プロファイルに相当する)から複数のピークを検出し、そのピークに対応する受信レベルおよびタイミングを受信パスの受信レベルおよび受信タイミングとして出力する。

【0034】重み付け制御部108は、重み付け平均値演算部106に設定される重み付け係数 $w_1 \sim w_{N_a}$ を制御することにより、アンテナ101の指向性を制御していて、通信開始時には、通信相手の移動端末が存在するセクタを分割する複数のおおまかなアンテナ指向性が形成されるような複数の重み付け係数 $w_1 \sim w_{N_a}$ を発生させ重み付け平均値演算部106に供給する。

【0035】図3を参照して、本実施形態のパスサーチ回路の動作原理の一例を説明する図3では1つのセルが3つのセクタに分割されているセルラシステムの場合について示していて、1つのセクタは120度となっている。基地局は、通信相手の移動端末が存在しているセクタはわかっているが、そのセクタのどこに存在しているかは未知であるとする。

【0036】基地局は、移動端末が存在しているセクタを分割してカバーするBF1~BF4という4つのアンテナ指向性を順次形成し、BF1~4のアンテナ指向性のそれぞれに対して遅延プロファイルを計算し、得られた遅延プロファイルのピークを検出することにより、移動端末がBF1~4のどの方向に存在しているかの判別

と、パスのタイミングの検出を同時に行うことができる。この例では1つのセクタを4つのアンテナ指向性(ビーム)で分割しているため、約6dBのアンテナゲインを見込むことができる。重み付け制御部108は、予め計算されている重み付け係数 $w_1 \sim w_{N_a}$ の組を重み付け平均値演算部106の掛け算器201₁~202 _{N_a} に設定することによりアンテナ指向性BF1~4をそれぞれ形成することができる。

【0037】本実施形態のパスサーチ回路は、予め通信相手が存在する可能性のある複数の方向に指向性を絞った複数の遅延プロファイルを作成し、その複数の遅延プロファイルからピークを検出することによりラフな移動端末の方向とパスの検出を同時に行うものである。本実施形態のパスサーチ回路では、アンテナ指向性を絞った後に遅延プロファイルの作成を行っているので、エレメント毎の信号の E_b/I_o に比べ高い E_b/I_o で遅延プロファイルを計算することができる。

【0038】しかし、図3に示すように、4通りのアンテナビームを形成し、各々の合成信号に対して遅延プロファイルを計算すると演算量が非常に大きくなってしまいうという問題が発生する。

【0039】なぜならば、アンテナ指向性を形成した後の受信信号でパスサーチを行う場合、チップレートの2倍以上のクロックレートで重み付け演算、加算処理を行わなければならない、かなり大きな演算量が要求されるからである。

【0040】アンテナ指向性を形成した後の受信信号でパスサーチを行う場合、W-CDMAを例に取り、チップレート=4MHz、パイロットシンボル=6シンボル×256チップ=1536チップ、アンテナエレメント数 $N_a=8$ 、パスサーチ範囲 $L=128$ チップ(往復伝搬遅延=31マイクロ秒、半径=約4.7km)、遅延プロファイルの演算精度=1/8チップを仮定すると、1スロット当たりの演算数は下記ようになる。

(1) 1ビームの合成信号を発生するための演算: $1536 \times 8 \times N_a$ 回の複素積和演算

(2) 1ビーム当たりの遅延プロファイルの演算: $1536 \times 128 \times 8 = 1,572,864$ 回の相関演算

4ビームでは上記の4倍の演算を1スロット=0.625ms毎に繰り返す必要がある。相関演算は、レプリカ信号が振幅を持たない符号系列であるから掛け算は不要である。

【0041】以上より、約630M回/秒の複素積和演算と約10G回/秒の相関演算が必要になる。この演算量は、膨大であり非現実的である。

【0042】本実施形態のパスサーチ回路では以上説明した方法と等価な計算をより少ない演算量で実現するのである。

【0043】つぎに本実施形態における各部の動作について図面を参照して詳細に説明する。

【0044】図1においてアンテナ101の各エレメント101₁～101_{N_a}で受信された信号はベースバンド信号に周波数変換されてA/D変換される。W-CDMAの場合、チップレート=4MHz、帯域幅=5MHz（片側2.5MHz）であるから、ナイキストのサンプリング定理により5MHz以上のクロックでサンプリングすれば受信信号に含まれる情報はサンプリングしても完全に維持する事ができる。チップレートの整数倍でないと扱いにくいので、チップレートの2倍の8MHzでサンプリングするものとする。パスバンド信号を等価的にベースバンドで扱うためにベースバンド信号は複素数で表現される。すなわち、同相成分（I成分）を実数部、直交成分（Q成分）を虚数部とする複素数で表現できる。

【0045】レプリカ発生部105は、受信側の基地局で既知の信号系列を発生させる手段であり、W-CDM*

$$X_n(t) = \sum_{t=1}^{N_c} R_n(2t+1) \times \overline{P(t)} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 $\overline{P(t)}$ は $P(t)$ の複素共役信号である。

移動端末は下り信号（基地局→移動端末）に同期して上り信号（移動端末→基地局）を送信するため、基地局における受信タイミングは下り信号の送信タイミングより基地局-移動端末間の往復伝搬遅延だけ遅れたタイミングとなる。したがって、基地局ではサービスエリアの半径から定まる一定の遅延範囲で受信パスをサーチすればよい。パスサーチ範囲を128チップとすると、往復伝搬遅延=31マイクロ秒、サービスエリア半径=約4. ※

$$XW_k(t) = \sum_{n=1}^{N_a} W_{k,n} \times X_n(t) \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $W_{k,n}$ （ $n=1, \dots, N_a$ 、 $k=1, \dots, N_b$ ）は、アンテナ指向性kに対応した重み付け係数である。

【0049】アンテナエレメント毎のN_b個の相関信号（複素信号）は、複数のアンテナ指向性に遅延プロファイルを計算するため複数回利用されるため、メモリ201₁～201_{N_a}に一旦記憶される。記憶された相関信号は読み出された後に、掛け算器202₁～202_{N_a}において、重み付け制御部108により指示された重み付け係数を掛けられ、加算器203において加算される。加算器203により求められた加算値は、電力計算部204において電力値に変換される。相関信号は複素信号であるから、その実数部と虚数部の各々の2乗の和を計算することにより電力を計算できる。

【0050】途中演算結果を記憶するためのメモリ207₁～207_{N_a}は、最初にゼロクリアされた後、選択部206、208の制御により、1スロット毎に計算される相関電力値と読み出された途中演算結果が加算され、この更新された途中演算結果が再度書き込まれる。

【0051】以上の演算は1スロットの間に、アンテナ指向性のパターン数（N_b）だけ繰り返され、N_b組の相関信号（遅延プロファイル）が更新される。1スロット分の相関信号では、信号対雑音電力比が小さく誤って

* Aの場合はパイロットシンボル系列が相当する。相関演算部104₁～104_{N_a}は、各アンテナエレメントで受信した信号に等価な複素ベースバンド・デジタル信号とパイロットシンボルのレプリカとの相互相関を計算する。

アンテナエレメントの番号をn（ $n=1 \sim N_a$ ）

チップ番号をt（ $t=1 \sim N_c$ ）

遅延（lag）をl（ $l=0 \sim 2L-1$ ）

アンテナエレメントnの受信信号を $R_n(2t+i)$ 、 $i=0, 1$

パイロットのレプリカ信号を $P(t)$

としたとき、アンテナエレメントnの相互相関信号 $X_n(l)$ は下記の式（1）で表される。

【0046】

【数1】

※ 7kmに対応する。相互相関は最大 $L=128$ チップまで計算すればよい。

【0047】次に重み付け平均値演算部106の動作について説明する。アンテナ指向性k（ $k=1 \sim N_b$ ）に対応した重み付けをされた相関信号 $XW_k(l)$ は下記の式（2）で表される。

【0048】

【数2】

ピークを検出する確率が高いため、一定期間にわたって平均化され正しいピークを検出できる確率が十分高くなった段階で、複数のアンテナ指向性に対応した遅延プロファイルが出力される。平均化時間を長くするほど、信号対雑音電力比は改善され正しいピークの検出が向上するが、ピーク検出までの時間遅れが生じる。特に、端末が高速で移動している場合は平均化処理を行っている最中に伝搬状況が変化することを無視できなくなる。したがって、通常の移動通信の場合、平均化時間は50ms～100ms程度に制限している。

【0052】相関ピーク検出部107は、N_b通りのアンテナ指向性に対応した遅延プロファイルからピークを検出する。簡単のため、1つの最大パスを検出する場合を説明すると、N_b通りのアンテナ指向性に対応してN_b個の遅延プロファイルが求められ、各遅延プロファイルは遅延0～2L-1の範囲で相関値情報を持っている。したがって、相関ピーク検出部107は、このN_b×2L個の相関値の中から最大値を求め、そのときのアンテナ指向性のインデックスk（ $k=1 \sim N_b$ ）と遅延l（ $l=0 \sim 2L$ ）を求めればよい。複数のパスを検出する場合は同様に複数のピークを検出してゆけばよい。もちろん、すでに検出されたピーク（パス）の裾野は検

出対象から除外する必要がある。

【0053】上記の場合と同様にW-CDMAを例に取り、チップレート=4MHz、パイロットシンボル=6シンボル×256チップ=1536チップ、アンテナエレメント数 $N_a=8$ 、パスサーチ範囲=128チップ（往復伝搬遅延=31マイクロ秒、半径=約4.7km）、遅延プロファイルの演算精度=1/8チップを仮定して演算量を見積もると、1スロット当たりの演算数は、下記のようになる。

(1) 1アンテナエレメント当たりの遅延プロファイルの演算：1536×128×2=393,216回の相関演算

8アンテナエレメントでは上記の8倍の演算を1スロット=0.625ms毎に繰り返す必要がある

(2) 1ビーム当たりの重み付け演算：8×128×2=2,048回の複素積和演算

(3) 1/2チップサンプリングを1/8チップサンプリングにインタポレーションするために4タップのフィルタを使用すると：128×6×4×2=6,144回の実数積和演算

4ビームでは上記の4倍の演算を1スロット=0.625ms毎に繰り返す必要がある。相関演算は、レプリカ信号が振幅を持たない符号系列であるから掛け算は不要である。

【0054】以上より、約13M回/秒の複素積和演算と約39M回/秒の実数積和演算、5G回/秒の相関演算が必要になる。アンテナ重み付け演算を相関信号を求める前に行う場合と比較すると、積和演算の回数を大幅に減らすことができ、汎用のDSPで実現可能な範囲に抑えることができる。

【0055】このようにして計算された複数のアンテナ指向性に対応した遅延プロファイルを用いて、相関ピーク検出部107は、複数のアンテナ指向性にわたってピークを検出し、受信レベル（相関値）が最大となるアンテナ指向性とパス遅延を同時に検出することができる。

【0056】また、一旦通信を開始することができれば、移動端末の方向は継続してモニタすることができる。移動端末の移動速度には限界があるため、突然受信信号の到来方向が大きく変化する確率は少ないと考えられる。もちろん、移動端末が基地局アンテナのすぐ近くにある場合等では受信信号の到来方向が突然変化する可能性も無視できないが、多くの場合は到来方向の変化は*

$i=0$ の場合

$$XW_k(4l+i)' = XW_k(1)$$

$i=1, 2, 3$ の場合

$$XW_k(4l+i)' = 0$$

本実施形態のパスサーチ回路は重み付け後の相関信号をインタポレーションフィルタ301に通すことにより、

*小さいと考えられるので、パスサーチ時に計算するアンテナ指向性は通信開始時の移動端末の方向が未知の場合に比べ、組み合わせを減らすことにより演算量を低減するようにしてもよい。

【0057】（第2の実施形態）次に、本発明の第2の実施形態のパスサーチ回路について説明する。

【0058】本実施形態のパスサーチ回路は、図1に示した第1の実施形態のパスサーチ回路において、重み付け平均値演算部106のかわりに、図4に示す重み付け平均値演算部106aを備えたものである。

【0059】本実施形態における重み付け平均値演算部106aは、図2に示した重み付け平均値演算部106に対して、加算器203と電力計算部204との間にインタポレーションフィルタ301を設け、選択部208と平均化部205との間に掛け算器302を設けたものである。

【0060】インタポレーションフィルタ301は、加算器203から出力された重み付け後の相関信号をA/D変換器のサンプリング周波数より高い周波数でサンプリングし直すことによりサンプリングレートを上げる処理を行っている。

【0061】掛け算器302は、選択部208により出力された値にある一定の値を乗算してから平均化部205に対して出力している。

【0062】インタポレーションフィルタを用いて相関信号の遅延時間精度（サンプリングレート）を上げる場合は、非線形演算である電力計算を行う直前にインタポレーションフィルタを挿入すればよい。

【0063】上記で示した式（2）において、 $XW_k(1)$ を求めるまでの演算はすべて線形演算なので、1/2チップより細かい精度でパス遅延を求めたい場合には、 $XW_k(1)$ をインタポレーション（内挿）して低域フィルタを通すことにより細かい遅延タイミングでサンプリングした相関信号を得ることができる。1/2チップを1/8チップ精度にインタポレーションする場合、下記の式（3）のように間に“0”を挿入した後、低域フィルタを通せばよい。詳細は公報“特開平10-32523号公報 CDMA受信装置の受信タイミング検出回路”に記載されている。

【0064】

【数3】

$$\dots\dots\dots (3)$$

遅延時間の精度を向上させるものである。逆に一定の遅延時間の精度を得るために必要な相関演算の演算量を最

低限度に抑えることができると理解しても良い。すなわち、遅延時間の精度に関わらず、相関演算はチップレートの2倍でサンプリングされた受信信号に対して行えばよく、相関信号をインタポレーションフィルタに通すことにより、任意の精度でサンプリングし直した相関信号を得ることができる。

【0065】このようなメモリと演算回路で構成された重み付け平均値演算部106は、汎用のデジタル信号処理プロセッサ(DSP)を使っても簡単に実現することが可能である。

【0066】また、上記第1の実施形態のパスサーチ回路では、一定期間毎に、まず途中演算結果メモリのクリア、相関電力の平均化、遅延プロファイルの出力、が繰り返される場合を説明したが、相関電力の平均化方法として移動平均による方法、忘却係数により時間的に指数重み付けをして平均化する方法も同様に用いることができる。移動平均を用いる場合および指数重み付け平均を用いる場合は、遅延プロファイル出力の頻度を平均化時間間隔より短くすることができる。したがって、平均化時間と平均化遅延時間のトレードオフをある程度改善することが可能である。図3の掛け算器302の係数を1より小さい値に設定すると、過去の平均結果を指数的に忘却することができ、時間的に指数重み付けした平均値を求めることができる。

【0067】本実施形態では、インタポレーションフィルタ301と掛け算器302を第1の実施形態における重み付け平均値演算部106に対して同時に追加しているが、どちらか一方のみを追加するようにしてもよい。

【0068】

【発明の効果】以上説明したように、本発明のパスサーチ回路は、下記のような効果を有する。

(1) 移動端末の方向が求まっておらず、アダプティブアレイアンテナの指向性形成前の低いEb/I0環境でもパスサーチを行うことができるため、アダプティブアレイアンテナを用いた基地局装置に対して適用することができるパスサーチ回路を実現できる。

(2) パスサーチと移動端末のおおまかな方向検出を同時に行うため、互いの依存関係(片方の動作がおかしくなるともう一方の動作が不能となり、自律的に復帰できなくなる)が軽減されるため、アダプティブアレイアンテナを用いた基地局装置に本発明のパスサーチ回路を適*

* 用した場合、パスサーチとアンテナ指向性制御の安定性が向上する。

(3) 受信信号に対するアンテナ重み付け演算を相関信号を求めた後に行うことにより、複素演算の回数の大幅な増加を防ぐことができ、また、インタポレーションフィルタにより、相関演算に必要な遅延時間精度(サンプリング精度)が最低限(チップレートの1/2)ですむため、パスサーチの演算量を大幅に低減することができる。

10 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態のパスサーチ回路の構成を示すブロック図である。

【図2】図1中の重み付け平均値演算部106の構成を示すブロック図である。

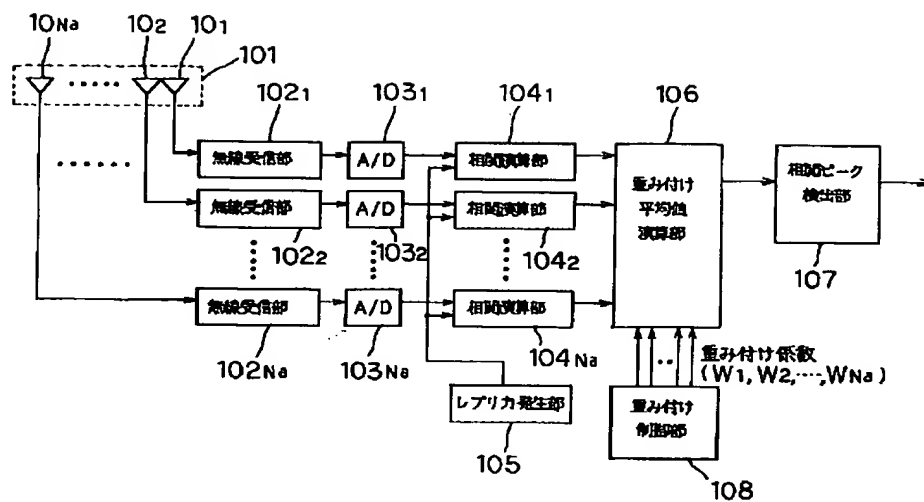
【図3】図1のパスサーチ回路の動作原理を説明するための図である。

【図4】本発明の第2の実施形態のパスサーチ回路における重み付け平均値演算部106aの構成を示すブロック図である。

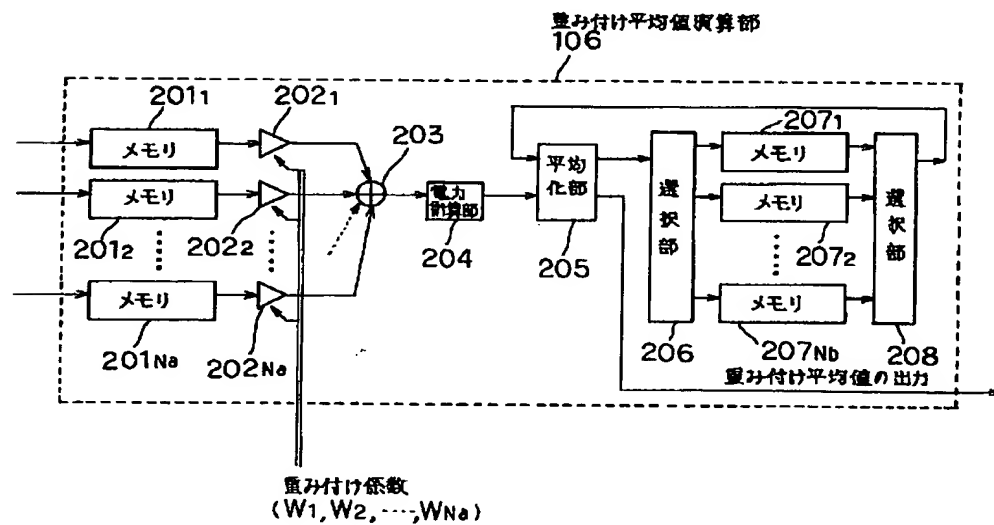
20 【符号の説明】

10₁~10_{N_a} アンテナエレメント
 101 アレイアンテナ
 102₁~102_{N_a} 無線信号受信部
 103₁~103_{N_a} アナログ・デジタル(A/D)変換器
 104₁~104_{N_a} 相関演算部
 105 レプリカ発生部
 106、106a 重み付け平均値演算部
 107 相関ピーク検出部
 108 重み付け制御部
 201₁~201_{N_a} メモリ
 202₁~202_{N_a} 掛け算器
 203 加算器
 204 電力計算部
 205 平均化部
 206 選択部
 207₁~207_{N_b} メモリ
 208 選択部
 301 インタポレーションフィルタ
 302 掛け算器

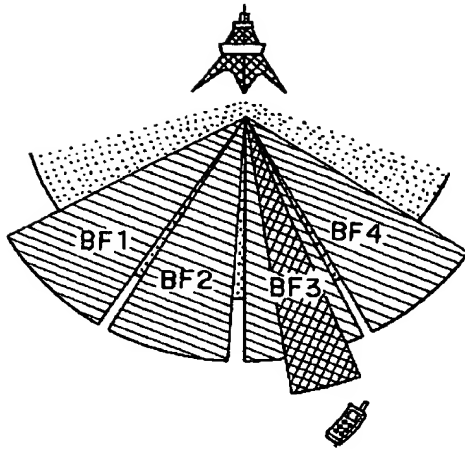
【図1】



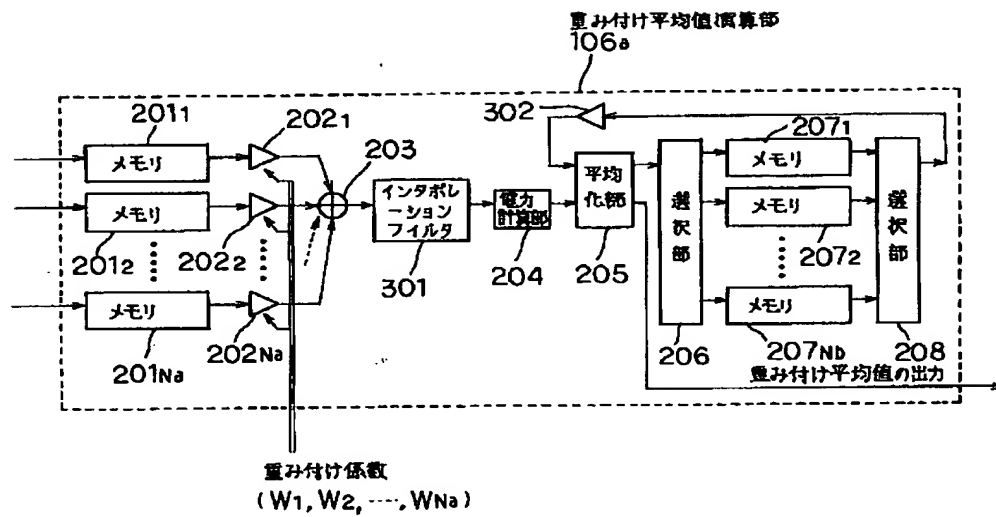
【図2】



【図3】



【図4】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5J021 AA05 AA06 CA06 FA09 FA14
FA16 FA20 FA26 FA29 FA30
FA32 GA02 GA08 HA05 HA10
5K022 EE02 EE32 EE36
5K067 AA42 BB03 BB04 CC10 EE02
EE10 EE46 HH23 KK02 KK03
KK15